УДК 621.375.026

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СВОЙСТВ ЗАКРЫТОГО БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА В ПОЛОСОВЫХ УСИЛИТЕЛЯХ И МОДУЛЯТОРАХ

А.А. Титов, М.А. Титова

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
E-mail: titov_aa@rk.tusur.ru

Показано, что резистивный делитель с использованием биполярного транзистора с закрытыми переходами представляет собой ограничитель сигналов с диапазоном управления около 40 дБ. Рассмотрены возможности использования свойств закрытого биполярного транзистора для построения устройств защиты полосовых усилителей мощности от перегрузок и модуляторов амплитуды мощных сигналов. Приведена схема полосового усилителя с выходной мощностью 100 Вт и полосой рабочих частот 143...174 МГц, сохраняющего работоспособность при подаче на вход сигнала мощностью до 80 Вт и при изменении сопротивления нагрузки от короткого замыкания до холостого хода. Описана схема модулятора амплитуды периодических колебаний мощностью до 50 Вт с полосой рабочих частот 200...240 МГц и областью регулирования выходной мощности 0,04...46 Вт при частоте модуляции до 10 МГц.

Разрабатываемые в настоящее время полосовые усилители мощности выходят из строя при превышении входным сигналом значения, многократно превышающего номинальное, а также при внезапном отключении либо коротком замыкании нагрузки [1]. Известные схемы модуляторов амплитуды периодических колебаний не позволяют осуществлять модуляцию сигналов мощностью в десятки Вт [1]. Указанные недостатки могут быть устранены благодаря использованию свойств закрытого биполярного транзистора.

В соответствии с [2] биполярный транзистор может быть представлен эквивалентной схемой замещения, рис. 1. Каждый из переходов на рис. 1 изображен в виде диода, а их взаимодействие отражено генераторами токов. Например, если открыт эмиттерный переход и через него протекает ток $I_э$, то в цепи коллектора будет протекать ток, формируемый генератором $\alpha I_э$, где α – коэффициент передачи эмиттерного тока.

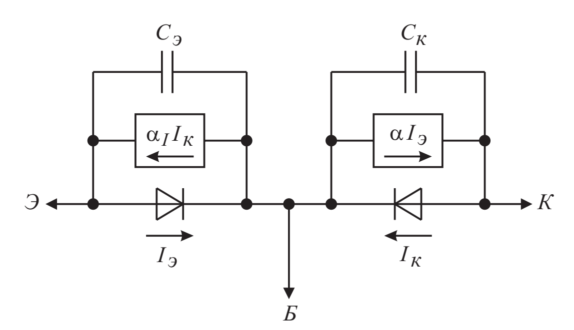


Рис. 1. *Эквивалентная схема идеализированного биполярного транзистора*

Рассмотрим теперь, как будет вести себя транзистор в схеме, приведенной на рис. 2, где $E_г$ – генератор высокочастотных (ВЧ) колебаний; $R_г$ – внутреннее сопротивление генератора ВЧ колебаний; $E_{см}$ – напряжение смещения, закрывающее оба перехода транзистора VT1; $R_н$ – сопротивление нагрузки генератора; $R1$ – резистор, исключающий возможность заземления по ВЧ базы транзистора VT1 через источник смещения $E_{см}$.

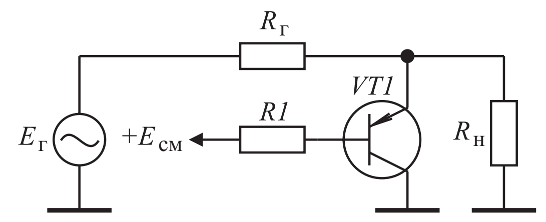


Рис. 2. *Схема подключения закрытого транзистора к тракту передачи ВЧ колебаний*

На базу транзистора подается постоянное запирающее оба перехода транзистора напряжение. На сопротивление нагрузки и одновременно на эмиттер транзистора подается переменное высокочастотное напряжение с генератора ВЧ колебаний. Переменное высокочастотное напряжение делится между емкостями закрытых переходов база-эмиттер и база-коллектор. На переходе база-коллектор выделяется переменное напряжение, амплитуда которого равна значению $U_{вх}C_{бэ}/(C_{бк}+C_{бэ})$, где $U_{вх}$ – амплитуда переменного высокочастотного напряжения на нагрузке; $C_{бэ}$ и $C_{бк}$ – емкости запертых переходов база-эмиттер и база-коллектор транзистора. Значения емкостей запертых переходов $C_{бэ}$ и $C_{бк}$ биполярных транзисторов отличаются незначительно [3]. Поэтому пока величина постоянного напряжения на базе транзистора оказывается больше половины амплитуды напряжения на нагрузке, транзистор будет закрыт, и не будет шунтировать нагрузку.

При увеличении амплитуды сигнала на нагрузке в положительный полупериод воздействия переменного сигнала напряжение на эмиттере транзистора в определенный момент времени начинает превышать напряжение на его базе. Переход база-эмиттер открывается, и через коллекторную цепь начинает протекать ток, равный $\alpha I_э$. Для мгновенного значения входного воздействия в этот момент переход эмиттер-коллектор транзистора представляет собой двухполюсник с сопротивлением $R_{вх}=U_{вх}/\alpha I_э$, которое составляет единицы Ом. В отрицательный полупериод воздействия переменного сигнала на нагрузке превышающего по амплитуде удвоенное напряжение смещения на базе, открыва-

ется переход база – коллектор транзистора, и через транзистор начинает протекать ток, равный $\alpha_I I_к$, где α_I – коэффициент передачи тока коллектора при инверсном включении транзистора, $I_к$ – ток коллектора. Согласно [3], $\alpha \approx \alpha_I$. При отрицательной полуволне напряжения, амплитуда которого превышает амплитуду номинального напряжения, переход эмиттер-коллектор транзистора также представляет собой двухполюсник, сопротивление которого составляет ед. Ом. В этом случае сигнал оказывается двухсторонне ограниченным.

Рассмотренные свойства биполярного транзистора могут быть использованы при разработке систем защиты полосовых усилителей мощности от перегрузки по входу и от рассогласования по выходу [4]. В качестве примера на рис. 3 приведена принципиальная схема усилителя с системой защиты.

Технические характеристики усилителя: максимальный уровень выходной мощности не менее 100 Вт; полоса рабочих частот 143...174 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики ±2 дБ; коэффициент усиления 13 дБ; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом; потребляемый ток в режиме молчания 0,25 А; максимальное значение потребляемого тока 20 А; потребляемый ток при коротком замыкании либо отключении нагрузки, не более 6 А; напряжение источника питания 13,8 В.

Усилитель содержит два идентичных канала усиления на микросхемах M68702H; кольцевые делитель и сумматор мощности; систему защиты от перегрузки по входу, от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиту.

Рассматриваемый усилитель предназначен для работы от передатчика с выходной мощностью 5 Вт. Однако ввиду большого коэффициента усиления микросхем M68702H для получения в нагрузке 100 Вт достаточно иметь одноваттный передатчик. Поглощение излишней мощности осуществляется благодаря применению направленного ответвителя НО1 и аттенюатора С6-1-10-1, нагруженного на резистор R1.

С целью сохранения работоспособности усилителя при перегрузке по входу, на выходе НО1 включен биполярный транзистор VT1, играющий роль самоуправляемого ограничителя входных сигналов. Порог срабатывания ограничителя устанавливается делителем на резисторах R9 и R11. С уменьшением постоянного напряжения на базе VT1 уменьшается сигнальное напряжение, подаваемое на вход кольцевого делителя мощности и на входы микросхем соответственно.

Ограничитель на транзисторе VT1 используется также в качестве управляемого ограничителя при срабатывании защиты от рассогласования по выходу, от превышения напряжением питания номинального значения, термозащиты.

С увеличением рассогласования нагрузки усилителя с его выходным сопротивлением увеличивается напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны направленного ответвителя НО2. Это напряжение детектируется детектором на диоде VD6 и, открывая транзистор VT3, приводит к уменьшению порога срабатывания ограничителя на транзисторе VT1. Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя будет падать пропорционально росту рассогласования нагрузки. Порог срабатыва-

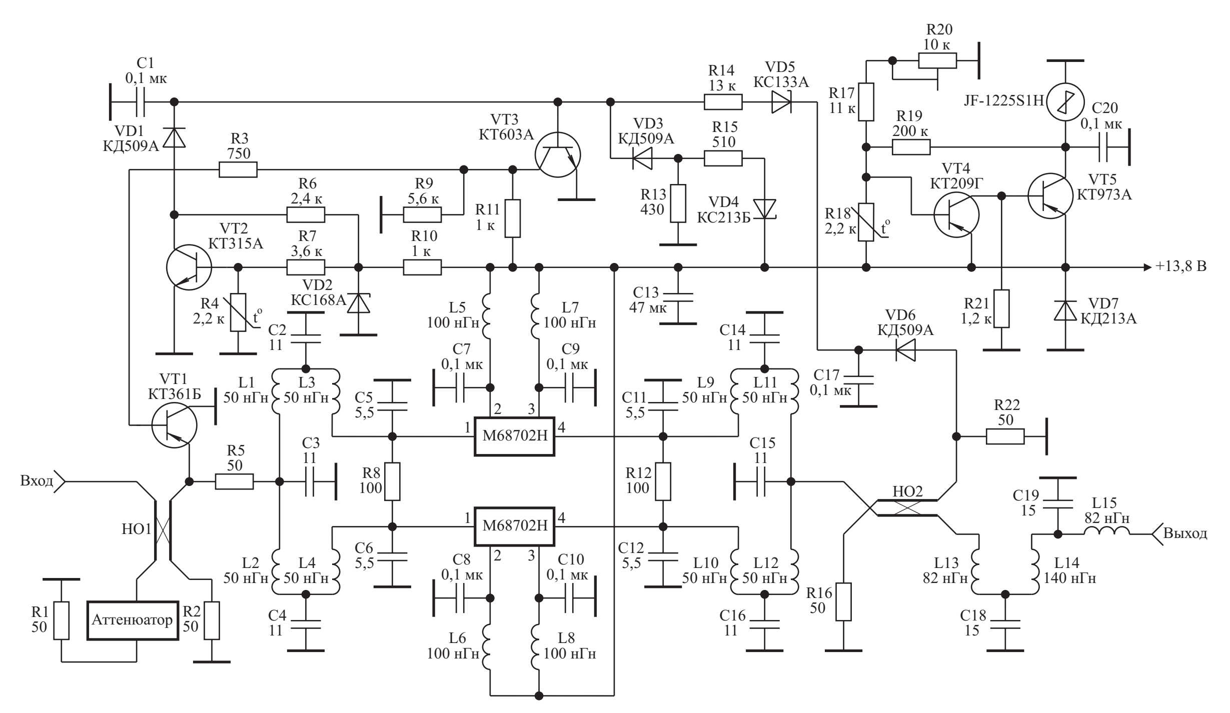


Рис. 3. *Полосовой усилитель мощности с системой защиты*

ния схемы защиты от рассогласования усилителя по выходу устанавливается выбором номинала резистора R14 и стабилитрона VD5.

На рис. 4 приведена экспериментальная зависимость амплитуды выходного напряжения усилителя (рис. 3) от постоянного напряжения управления $U_{упр}$, снимаемого с делителя на резисторах R9 и R11 и подаваемого на базу транзистора VT1 при входной мощности, равной 2 Вт.

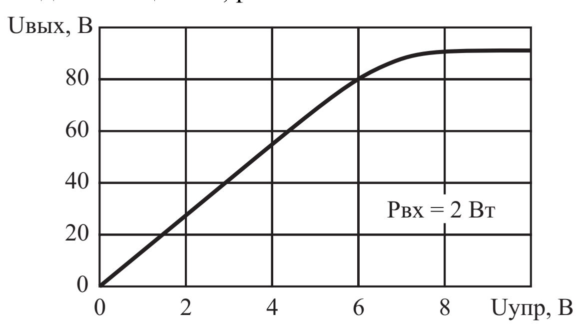


Рис. 4. *Зависимость выходного напряжения усилителя от напряжения управления*

На рис. 5 дана экспериментальная зависимость амплитуды выходного напряжения усилителя от мощности входного сигнала при значении управляющего напряжения, поступающего на базу транзистора VT1, равного 6 В. Обе зависимости сняты при работе усилителя мощности на согласованную 50-омную нагрузку.

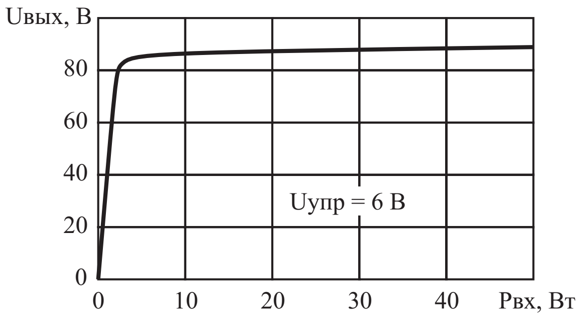


Рис. 5. *Зависимость выходного напряжения усилителя от мощности входного сигнала*

На рис. 6 представлены экспериментальные зависимости тока, потребляемого усилителем, от сопротивления нагрузки при мощности входного сигнала, равной 2 Вт. Зависимости сняты для двух вариантов настройки системы защиты от КСВН нагрузки. Цифрами 1 и 2 обозначены кривые, соответствующие срабатыванию схемы защиты при КСВН нагрузки 2,0 и 1,5 соответственно.

Достоинством рассматриваемого схемного решения построения системы защиты усилителя от перегрузок является то, что ограничение мощного входного сигнала происходит еще до вступления в работу цепи обратной связи. Транзистор VT1, подключенный к входу (рис. 3), выполняет одновременно роль самоуправляемого ограничителя мощных входных сигналов и роль управляемого ограничителя при рассогласовании нагрузки усилителя с его выходным сопротивлением. Система защиты позволяет сохранять работоспособность усилителя при воздействии на его вход сигналов мощностью, вплоть до максимально допустимой мощности рассеиваемой на коллекторе транзистора, подключаемого к входу усилителя, составляющей десятки Вт.

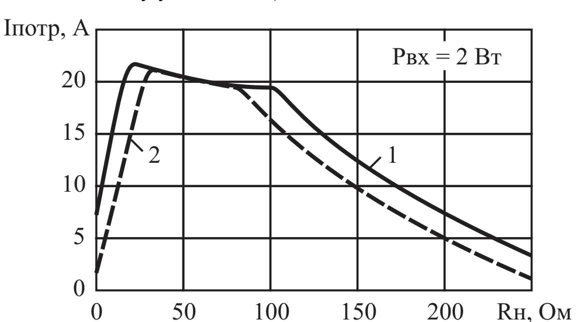


Рис. 6. *Зависимости тока, потребляемого усилителем, от сопротивления нагрузки*

Анализ характеристик, представленных на рис. 4–6, позволяет сделать следующие выводы. Линейная зависимость выходного напряжения от напряжения управления сохраняется в диапазоне около 40 дБ. С момента начала ограничения подаваемого на вход сигнала, мощность на выходе усилителя увеличивается не более чем на 20 %.

Большой диапазон линейной зависимости выходного напряжения от напряжения управления позволяет использовать биполярный транзистор с закрытыми переходами для построения регуляторов и модуляторов амплитуды мощных сигналов [5]. В качестве примера на рис. 7 приведена принципиальная схема устройства регулировки и модуляции амплитуды мощных сигналов, где U_{Ω} – модулирующий сигнал; U_{ω} – модулируемый сигнал; $U_{вых}$ – выходное напряжение; $E_п$ – напряжение питания; $U_{упр}$ – напряжение управления.

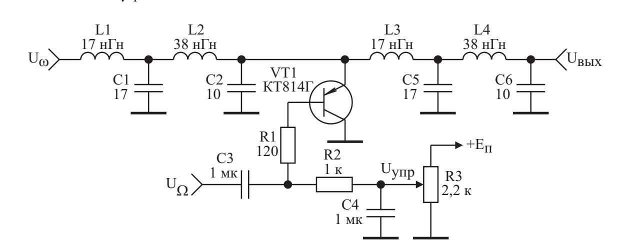


Рис. 7. *Устройство регулировки и модуляции амплитуды мощных сигналов*

Характеристики устройства: максимальный уровень входной мощности не менее 50 Вт; полоса рабочих частот 200...240 МГц; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом; область регулирования выходной мощности 0,04...46 Вт; максимальная частота модуляции, при которой нет визуально заметных искажений формы огибающей выходного сигнала 10 МГц.

Элементы L1, C1, L2, C2 и L3, C5, L4, C6 образуют фильтры нижних частот с частотой среза 240 МГц и предназначены для подавления высших

гармонических составляющих в спектре выходного сигнала. Резистор R3 служит для изменения напряжения управления.

Напряжение управления, при использовании устройства (рис. 7) в качестве модулятора амплитуды, следует устанавливать равным одной четвертой от значения амплитуды модулируемого сигнала. В этом случае, при отсутствии сигнала модуляции, напряжение на выходе будет равно одной второй от амплитуды модулируемого сигнала.

На рис. 8 приведена экспериментальная зависимость формы огибающей сигнала на выходе устройства (рис. 7) при плавном увеличении напряжения модулирующего моногармонического сигнала частотой 10 МГц и при частоте модулируемого сигнала 210 МГц.

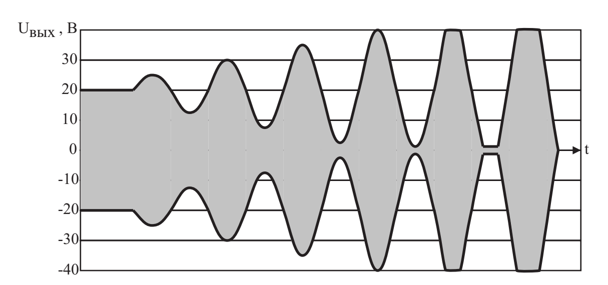


Рис. 8. *Зависимость формы огибающей сигнала на выходе устройства при плавном увеличении напряжения модулирующего моногармонического сигнала*

При выборе частоты модуляции более 10 МГц появляются визуально заметные искажения формы огибающей выходного сигнала. Следует напомнить, что граничная частота коэффициента усиления тока базы транзистора КТ814Г равна 3 МГц.

Исходя из физики работы схемы (рис. 7) выходное сопротивление генератора модулируемого сигнала должно быть много больше сопротивления насыщения транзистора VT1. При малом значении выходного сопротивления генератора модулируемого сигнала, например, если выходной каскад генератора является эмиттерным повторителем, можно воспользоваться устройством регулировки и модуляции амплитуды мощных сигналов, принципиальная схема которого приведена на рис. 9.

Особенностью работы схемы, представленной на рис. 9, является то, что максимальной амплитуде сигнала на выходе соответствует напряжение управления, равное нулю.

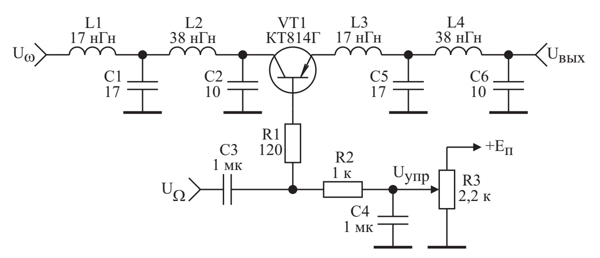


Рис. 9. *Устройство регулировки и модуляции амплитуды мощных сигналов с транзистором, включенным в тракт передачи*

На рис. 10 приведена экспериментальная осциллограмма огибающей сигнала на выходе устройства (рис. 9) при использовании в качестве модулирующего сигнала тестового восьмиступенчатого телевизионного видеосигнала яркости, спектр которого занимает полосу частот 50 Гц...6,5 МГц.

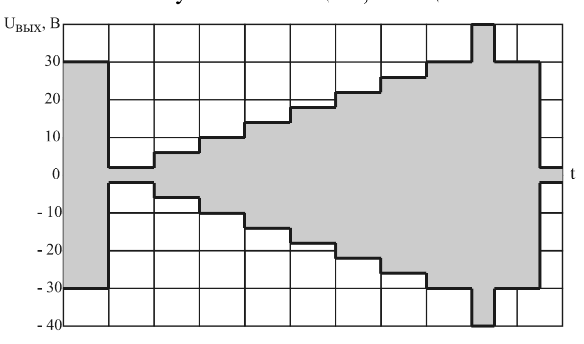


Рис. 10. *Форма огибающей телевизионного радиосигнала изображения*

Масштаб времени на оси абсцисс не обозначен. Длительность фронтов радиосигнала на выходе устройства не превышала 80 нс, что соответствует требованиям ГОСТ [6], предъявляемым к телевизионной радиопередающей аппаратуре.

Таким образом, использование биполярного транзистора с закрытыми переходами в устройствах защиты полосовых усилителей мощности от перегрузок позволяет создавать усилители, способные сохранять свою работоспособность при произвольных нагрузках и при перегрузках по входу, превышающих номинальное значение входного сигнала в десятки раз. Кроме того, использование свойств биполярного транзистора с закрытыми переходами позволяет значительно упростить схемные решения по реализации устройств регулировки и модуляции амплитуды мощных сигналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиопередающие устройства / В.В. Шахгильдян, В.Б. Козырев, А.А. Ляховкин и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.
2. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. – М.: Энергия, 1977. – 672 с.
3. Петухов В.М. Полевые и высокочастотные биполярные транзисторы средней и большой мощности и их зарубежные аналоги: Справочник. В 4 томах. – М.: КУбК-а, 1997.
4. Пат. 2217861 РФ. МПК[7] H03F 1/52. Устройство для защиты усилителя мощности от перегрузки / А.А. Титов, В.Н. Ильюшенко. – Опубл. 27.11.2003. Бюл. № 33.
5. Пат. 2240645 РФ. МПК[7] H03C 1/42. Амплитудный модулятор мощных сигналов / А.А. Титов, В.Н. Ильюшенко. – Опубл. 20.11.2004 Бюл. № 32.
6. ГОСТ Р 50890-96. Передатчики телевизионные маломощные. Основные параметры. Технические требования. Методы измерений. – М.: Изд-во стандартов, 1996. – 36 с.